

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **08-051320**  
 (43)Date of publication of application : **20.02.1996**

(51)Int.CI.

H03F 1/32  
H03F 3/24

(21)Application number : **06-310995**

(71)Applicant : **ALCATEL IT SPA**

(22)Date of filing : **14.12.1994**

(72)Inventor : **CHIESA ROBERTO D  
GUIDO ALESSANDRO  
STANZANI MARCO**

(30)Priority

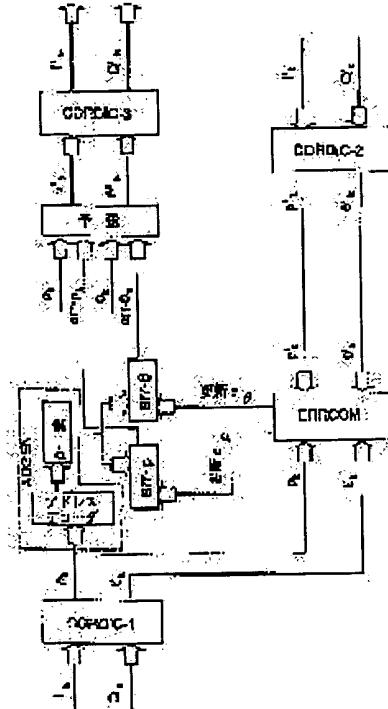
Priority number : **93MI 2609** Priority date : **14.12.1993** Priority country : **IT**

## **(54) BASE BAND PREDISTORTION SYSTEM FOR ADAPTIVE LINEARIZATION OF POWER AMPLIFIER**

(57)Abstract:

PURPOSE: To provide a simple, easily realizable and inexpensive device by generating an address as the function of the distribution of the value of the amplitude of input signals by the address generation means of a base band predistortion system provided with an updatable error table, the address generation means of the error table and a predistortion device.

CONSTITUTION: Signals inputted from an encoder COD are transformed to the amplitude  $\rho$  and a phase  $\theta$  by a coordinate transformer (CORDIC) 1. The amplitude  $\rho$  is inputted to the address generator ADGEN of a predistortion system (PREDIST) and the amplitude  $\rho$  and the phase  $\theta$  are inputted to a block ERRCOM. The amplitude  $\rho'K$ , and the phase  $\theta'K$ , from a radio transmitter provided with the predistortion device are inputted through the coordinate transformer (CORDIC) 2 to the ERRCOM and the output is inputted to the error tables err- $\rho$  and err- $\theta$  for updating. Similarly, the address of the tables provided with the amplitude  $\rho$  and  $\theta$  is inputted to block predistortion and the output is passed through the coordinate transformer (CORDIC) 3, converted to analog signals in a D/A converter, demodulated through a modulator and a demodulator, passed through a power amplifier and transmitted from an antenna.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of

[rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(51) Int.Cl.<sup>8</sup>  
H 0 3 F 1/32  
3/24

識別記号 庁内整理番号  
8839-5 J  
8839-5 J

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数10 OL (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平6-310995

(22)出願日 平成6年(1994)12月14日

(31)優先權主張番号 M I 9 3 A 0 0 2 6 0 9

(32) 領先日 1993年12月14日

(33) 優先権主張国 イタリア (I T)

(71)出願人 593115459  
アルカテル・イタリア・エス・ピー・エー  
ALCATEL ITALIA S.P.A.  
イタリア国、アイ - 20158 ミラノ、  
ピアレ・エル・ボディオ 33/39  
(72)発明者 ロベルト・デラ・キエーサ  
イタリア国、20144 ミラノ、ピア・サボ  
ナ 90/ビー  
(72)発明者 アレッサンドロ・ギード  
イタリア国、20052 モンツァ(エムア  
イ)、ピア・エム・ダツェッリオ 2  
(74)代理人 弁理士 鮎江 武彦

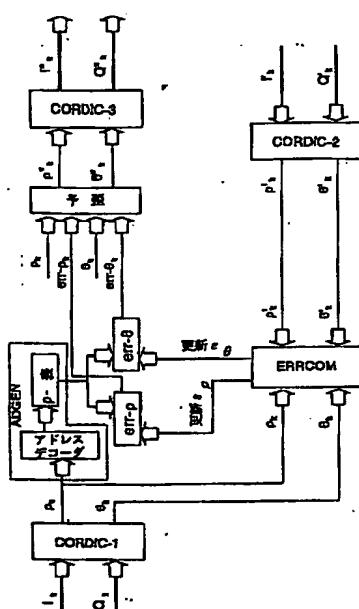
最終頁に統ぐ

(54) 【発明の名称】 電力増幅器の適応線形化用のベースパント予歪システム

(57) 【要約】

**【目的】** 本発明は、簡単で実現し易く、安価な構造を有する電力増幅器の適応線形化用入力信号のベースバンド予歪システムを提供することを目的とする。

【構成】 1以上の更新可能なエラー表(ρ表)と、このエラー表のアドレスを発生する手段ADGENと、予歪装置(予歪)とを備え、エラー表(ρ表)に含まれる成分が入力信号を予め歪ませるために使用され、アドレス発生手段ADGENは、入力信号の振幅の値の関数としてアドレスを発生することを特徴とする。アドレス発生手段は例えば記憶装置で構成され、信号振幅の値の分布の関数としてアドレスを発生し、また、全てのアドレスが平均的に同じ発生確率を有するようにアドレスを発生するよう構成されてもよい。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 1以上の更新可能なエラー表と、このエラー表のアドレスを発生する手段と、予歪装置とを備え、前記エラー表に含まれる成分が入力信号を予め歪ませるために使用される電力増幅器の適応線形化用の入力信号のベースバンド予歪システムにおいて、前記アドレス発生手段は、前記入力信号の振幅の値の関数としてアドレスを発生することを特徴とする電力増幅器の適用線形化用の入力信号のベースバンド予歪システム。

【請求項2】 前記アドレス発生手段は、前記信号振幅の値の分布の関数としてアドレスを発生することを特徴とする請求項1記載のシステム。

【請求項3】 前記アドレス発生手段は、全てのアドレスが平均的に同じ発生確率を有するようにアドレスを発生することを特徴とする請求項1記載のシステム。

【請求項4】 前記アドレス発生手段は記憶装置によって形成されていることを特徴とする請求項3記載のシステム。

【請求項5】 前記エラー表の成分は、前記入力信号と増幅器の歪ませた信号との間の加重された差として計算されていることを特徴とする請求項1記載のシステム。

【請求項6】 前記加重はエラーの一部分の記憶により実行され、前記エラー表の隣接したセルにおいて前記入力信号の各値に対して計算されることを特徴とする請求項5記載のシステム。

【請求項7】 前記予歪装置は、前記アドレス発生手段によって発生されたアドレスに対応して前記エラー表から読み取られたエラーの関数で前記入力信号を予め歪ませることを特徴とする請求項1記載のシステム。

【請求項8】 前記予歪装置は、前記アドレス発生手段によって発生されたアドレスに対応して前記エラー表から読み取られたエラーの値をそれに代数的に加算することによって前記入力信号を予め歪ませることを特徴とする請求項1記載のシステム。

【請求項9】 前記エラー表は、読み取り時間と無関係に時間にしたがってエラーの新しい値を書き込むことによって更新されることを特徴とする請求項1記載のシステム。

【請求項10】 請求項1記載の予歪システムを含んでいることを特徴とする無線送信機。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、電力増幅器の適応線形化用のベースバンド予歪システムおよび予歪システムを利用する無線送信機に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 従来、移動体通信の理論および実行は、電力増幅器が飽和付近の非線形動作領域において動作す

ることを可能にするためにFMまたはCPM(連続的な位相変調)等のコンスタント・エンベロープ変調方式を重視してきた。これは、効率が高められると可能にし、また隣接したチャンネルにおいて相互変調積を発生しない。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】 現在、主要な問題は利用可能なスペクトルの制限された部分により決定され、したがって、例えばn-QPSK、さらに一般的にはベースバンドフィルタ処理によるn-QAM等のスペクトル的にさらに有効な別のタイプの変調が考慮されている。残念ながら、これらの方法はコンスタント・エンベロープの特徴ではなく、RF電力増幅器の動作点は、相互変調積によるスペクトル上の妨害を避けるように注意深く選択されなければならない。他方において、線形領域(クラスA)において増幅器を動作させることは効率を著しく低下させ、したがって適切な線形化技術が採用されるべきである。適応ベースバンド動作線形化装置により電力増幅器によって発生させられた歪み問題を解決する考えは新しくはない。特に、文献(M.Faulkner, T.Mattson およびW.Yates 氏による "Adaptive Linearization using Predistortion", IEEE CH 2846-4/90, 35乃至40頁)には、エラー表の更新に基づいた予歪装置が記載されており、その内容はベースバンドサンプルを補正するために使用される。この場合、入力信号の振幅および増幅器の歪められた信号に均一に正比例するこのような表へのアクセスモードが使用される。このタイプおよび既知のその他の予歪装置に関して見られる主な欠点は、遅い収斂率、不正確な計算、長い処理時間、およびループ不安定現象によって生じる。

【0004】 本発明の第1の目的は、上記のシステムの欠点を持たない予歪システムを提供することである。本発明の別の目的は、簡単で実現し易く、安価な構造を有する予歪システムを提供することである。

## 【0005】

【課題を解決するための手段】 これらおよびその他の目的は、電力増幅器の適用線形化用の入力信号のベースバンド予歪システムによって達成される。本発明は、1以上の更新可能なエラー表と、このエラー表のアドレスを発生する手段と、予歪装置とを備え、エラー表に含まれる成分が入力信号を予め歪ませるために使用される電力増幅器の適応線形化用の入力信号のベースバンド予歪システムにおいて、アドレス発生手段は、入力信号の振幅の値の関数としてアドレスを発生することを特徴とする。本発明はまたそのような予歪システムを含む無線送信機を提供する。さらに本発明の予歪システムの具体的構成は、請求項2乃至9に記載されている。すなわち、入力信号振幅値の分布に関連したアドレスを発生することによって、収斂率を顕著に高めることが可能である。

50 エラー表の計算された成分を適切に加重することによつ

て、エラー計算の不正確さが減少され、収斂率もまた少し高められる。この予歪装置の別の重要な特徴は、それが予歪プロセスおよびエラー計算更新プロセスからの同じ表への同時アクセスに基づいているため、それが開ループシステムであるということである。表の更新が実時間で行われなくてもよいという意味でループは開いている。すなわち、電力増幅器からの歪められたサンプルは、エラー表を更新するためにだけ必要である。これは、閉ループシステムの本質的な不安定性を回避する。

## 【0006】

【実施例】本発明の特徴および利点は以下の説明および添付図面からさらに良く理解されるであろう。図1には、本発明が配置される環境が表わされている。エンコ\*

$S(t) = I(t) + j Q(t) = \rho(t) e^{j\theta(t)}$

をサンプリングすることによって得られる。ここで、 $k$  は整数であり、 $T$  はサンプリング時間であり、実際の構成では式(1)のサンプル  $S_k$  は、エンコーダによって※

$$\begin{aligned} I(t) &= \rho(t) \cos \theta(t) \\ \rho(t) &= [I^2(t) + Q^2(t)]^{1/2} \\ \theta(t) &= \tan^{-1}[Q(t)/I(t)] \end{aligned}$$

その後、予め歪められた出力  $S''_k$  (直角座標中の) は D/A 変換器によりアナログ形態に変換され、ミキサおよび電力増幅器に送られ (周波数変換は簡単化のために单一の通路で示されている)、その出力は下方変換器に部分的にフィードバックされる (局部発振器は両変換のために同じでなければならない)。歪められた入力  $S'_k$  は、増幅器の復調された出力を A/D 変換した結果生じたものである。システムに関して行われた唯一の仮定は、送信機の無線部分によって導入された歪みが 2 つの関数 AM-AM および AM-PM によって表されることが可能であることである: これは、線形化装置がベースバンド信号に重畠される位相・振幅変調器として動作することを意味する:

$$\begin{aligned} \rho_{out} &= g(\rho_{in}) && \text{振幅変調} \\ \theta_{out} &= f(\rho_{in}) && \text{位相変調} \end{aligned} \quad (4)$$

$f(\cdot)$  および  $g(\cdot)$  の形態は非線形を与える。式(4)は、さらに振幅および位相に関する歪みおよびエラー関数  $\epsilon_\rho$  および  $\epsilon_\theta$  が入力信号の振幅のみに依存していることを意味する。すなわち:

$$\begin{aligned} \epsilon_\rho &= \epsilon_\rho(\rho, \theta) = \epsilon_\rho(\rho) \\ \epsilon_\theta &= \epsilon_\theta(\rho, \theta) = \epsilon_\theta(\rho) \end{aligned} \quad (5)$$

この仮定は、エラーが唯一の変数の関数であるように作成し、メモリ占有 (それは大きさが減少された表を必要とする) および速度 (ビットされるべきセルの数はより少ない) の両観点から構成を大幅に簡略化する。

【0008】関数(5)の形態は、それが増幅チャーン全体の伝達関数に依存しているため、システムの“記号”として理解されることができる。

【0009】座標変換を避けるために、同位相  $\epsilon_I$  および直角位相  $\epsilon_Q$  成分を使用してエラーを処理することが

\* ダ COD を通過した入力信号は、適応予歪装置 P R E D I S T に達する。アンテナからの復帰信号も予歪装置に到達し、それは復調器 D E M によって復調されて、変換器 A/D によって変換されている。予歪装置から出て行く信号は変換器 D/A によって変換され、ブロック M O D により復調され、電力増幅器 P A によって増幅され、その後アンテナに供給される。局部発振器 L O は、変調器 MOD および復調器 D E M に必要な発振を発生するため使用される。変換器 A/D および D/A の使用において、信号は虚数部分 Q および実数部分 I からなることが指摘される。ディスクリートな時間入力信号:

$$S_k = I_k + j Q_k = \rho_k \exp j \theta_k \quad (1)$$

は時間  $T_k = k T$  においてベースバンド複素信号:

※直接発生されることができる。

## 【0007】座標変換式は以下の通りである:

$$\begin{aligned} Q(t) &= \rho(t) \sin \theta(t) \\ \rho(t) &= [I^2(t) + Q^2(t)]^{1/2} \end{aligned} \quad (3)$$

考えられる:

$$\begin{aligned} \epsilon_I &= \epsilon_I(I, Q) \\ \epsilon_Q &= \epsilon_Q(I, Q) \end{aligned} \quad (6)$$

しかしながら、これらの関数は唯一の変数に依存するものとして、表すことができず、したがって使用されるメモリの量を減少することはできない。

【0010】アルゴリズムはエラーが 0 に近付くようになる時間  $S'_k$  が  $S_k$  に近付いた後に収斂し、その場合、表に書込まれた値は歪みのタイプが修正されなければ全く変わらない。式(6)は、座標変換に時間を取らないため、また要求される収斂速度が遅い場合に、高いシンボル速度 (Mビット/秒のオーダー) に適している (多数の I-Q 対によって形成された表の全ての成分をビットするために必要とされる項は明らかに式(4)の場合より長く、このような時間は表の成分の数に比例する)。

【0011】以降、式(5)は移動体システムに典型的な低いシンボル速度 (数十 Kビット/秒のオーダー) に適しているものとする。

【0012】システムは、ベースバンドサンプルの補正のために予歪システムによって読み取られる 1 対のエラー表 (振幅に対するものと、位相に対する他のもの) を更新し、このような表は開始時にゼロに設定されている。

【0013】図2は、3つの並列動作工程から構成されていることが理解できる予歪システムのブロック図を示す。

【0014】図1のエンコーダ COD から入來した信号は、座標変換器 CORDIC 1 によって振幅  $\rho$  および位相  $\theta$  の両者に変換される。振幅  $\rho$  はアドレス発生器 A D G E N の入力部に供給される。振幅  $\rho$  および位相  $\theta$  は

またブロックERRCOMの入力部に供給され、図1の変換器A/Dからの信号を受信する座標変換器CORD IC 2から入來した振幅 $\rho'$ および位相 $\theta'$ もそれに供給される。ブロックERRCOMの出力は、それらの更新のために表err- $\rho$ およびerr- $\theta$ に供給される。同様に振幅 $\rho$ および位相 $\theta$ を有するこれらの表のア\*

$$\begin{aligned}\epsilon_{\rho}(k) &= \epsilon_{\rho}(\rho_k) \\ \rho_k &= k I_k, \quad k = 0 \cdots \text{TABLE\_SIZE}-1 \\ \epsilon_{\theta}(k) &= \epsilon_{\theta}(\theta_k)\end{aligned}\quad (7)$$

ここでTABLE\_SIZEは、表中の成分の数であり（簡単化および構成のために、それは両方の表に対して同じであり、それは2の累乗である）、一方 $I_k$ は、均一でない量子化が使用された場合に $k$ に依存する量子化※

$$I_{\max} = \sum_{i=0.. \text{TABLE\_SIZE}-1} I_i \quad (8)$$

でなければならない。

【0015】システムの特性は、TABLE\_SIZEおよびサンプルの表示のために選択された正確さに依存する。

【0016】一般に、TABLE\_SIZEが大きくなると、それだけ表のアドレスを計算した時に生成される量子化エラーは少なくなる：しかしながら、全ての表をビットするためにより多くの時間を要するため、これは収斂の速度を低下させる。

【0017】システムの別の重要なパラメータは、採用された位相・振幅変調が線形であつて場合におけるオーバーサンプリング係数OVSである（すなわち、各シンボルに対して変調器によって生成されたサンプルの数）。全てのサンプルを処理することができるよう使用された装置が十分に速いと仮定すると、OVSが大きくなると、それだけアルゴリズム収斂に必要な時間は短くなる。

【0018】アドレス発生のために、更新されて入力信号の振幅から開始しなければならない式(5)により示されたエラー表の成分のアドレスが評価される：可能な振幅の組全体が可能なアドレスの組の中にマップされ、全体がデコーディングとして動作する。

【0019】入力振幅がアドレスの組中にマップされる方法は非線形であり、均一でない量子化を生じさせる。この過程は、入力振幅の分布が分かっている場合に明らかに可能である。変調パラメータが変化された場合に、★

$$\begin{aligned}\epsilon_{\rho}(k) &= S(\rho_k - \rho'_k) \\ \epsilon_{\theta}(k) &= S(\theta_k - \theta'_k) \\ S \leq S_{\max} &= 2/G_{\max}\end{aligned}\quad (11)$$

ここで、Sは速度係数であり、 $G_{\max}$ は増幅器チェーンの最大微分利得：

$$G_{\max} = \max_{\rho} \left[ \frac{d}{d\rho} g(\rho) \right] \quad (12)$$

\* ドレスは、ブロック予歪に供給され、その出力は座標変換器CORDIC 3に供給される。CORDIC 3の出力は図1の変換器D/Aに供給される。実際的な実施例において、式(5)によって示されたエラー関数は、によりディスクリートな表により限界のある正確さで表される：

ここでTABLE\_SIZEは、表中の成分の数であり 10※ピッチである。いずれの場合にも、入力 $I_{\max}$ の力学は：

【数1】

★新しい振幅・アドレスマッピングが必要とされるため、それはアルゴリズムをさらに強固にする。

【0020】量子化間隔は、入力サンプルの振幅がこの間隔内に入る確率に反比例するそれらの振幅を有している。このようにして、入力サンプルの振幅が予め定められた間隔内に入る確率は全ての間隔に対して平均的に同じである。この方法は、他の動作に影響を与えずにアルゴリズムの収斂速度を著しく増加させる。特に、到達されるスペクトル純度は均一でない量子化の場合とほぼ同じである。この場合、アドレスは、

$$A_n = \rho_{in}/I_k \quad (9)$$

によってもはや与えられない。ここで、

$$I_k = I_{\max}/\text{TABLE\_SIZE} \quad (10)$$

しかし、増加するオーダーで表に配列された値 $I_k$ （しきい値）に入力振幅 $\rho$ を比較する必要がある。値 $I_k$ は固定され、入力振幅の統計を検討することによって最終的に計算される。計算を簡単にするために、この新しい表はエラー表と同じ大きさであり、2進探索アルゴリズムを適用することができるよう2の累乗である多数の成分を持たせる。

【0021】エラー計算に対して以下の過程が使用される。

【0022】 $S_k = \rho_k \exp j \theta_k$ をベースバンド入力信号とし、 $S'_k = \rho'_k \exp j \theta'_k$ を増幅器のファードバック歪出力とする。

【0023】計算されたエラーは簡単に：

$$\begin{aligned}\epsilon_{\rho}(k) &= S(\rho_k - \rho'_k) \\ \epsilon_{\theta}(k) &= S(\theta_k - \theta'_k) \\ S \leq S_{\max} &= 2/G_{\max}\end{aligned}\quad (11)$$

★【数2】

★

ここで、 $g(\rho)$  は非線形の振幅伝達特性 (AM-A M) であり、位相および振幅の両者に対するエラー評価は、間隔中の不正確さによって影響され、  
 $0 \leq k \leq 0.5 I_k$  (13)

である。ここで  $I$  は量子化ピッチである。  
【0024】不正確さは、入力振幅  $\rho$  が、

【数3】

$$\sum_{i=0..k-1} I_i$$

と正確に一致したとき、 $k = 0$  (100%の正確さ) であ  
り、一方

【数4】

$$\rho = \sum_{i=0..k} I_i.$$

ならば、それは  $\theta = 0.5 I_k$  (最小の正確さ) であ \*

$$\epsilon_\rho(k) = \frac{\rho_k - I_k}{S(\rho_k - \rho'_{k'})} \quad \epsilon_\rho(k+1) = \frac{I_{kh} - \rho_k}{S(\rho_k - \rho'_{k'})}$$

$$\epsilon_\theta(k) = \frac{\theta_k - I_k}{S(\theta_k - \theta'_{k'})} \quad \epsilon_\theta(k+1) = \frac{I_{kh+1} - \rho_k}{S(\theta_k - \theta'_{k'})}$$
(14)

この動作は、アルゴリズムの収斂速度のわずかな増加 (主な影響は均一でない量子化によって行われる) およびエラー計算における不正確さの著しい減少 (実際に関数が段階的に近似される場合から、関数が不連続※

$$|\epsilon_\rho(k,t) - \epsilon_\rho(k,t')| < \delta$$

$$|\epsilon_\theta(k,t) - \epsilon_\theta(k,t')| < \delta$$

※的な直線によって近似される場合になる) を生じさせる。収斂は、

【数6】

全ての  
 $k = 0 \dots \text{TABLE-SIZE } 1$   
 に対して

(15)

の場合に、達せられたと考えられることがある。ここで  $\delta$  は、予歪装置の正確さを定める小さいディメンションの定数であり、 $t$  および  $t'$  は表の  $k$  番目のセルのビットの 2 つの連続したインスタンスである。係数  $S$  が大きくなると、それだけさらにアルゴリズムの収斂は速くなる。最適な収斂速度は  $S = 0.5 S_{\max}$  に対して得られる。収斂速度は小さい値に対して遅くされ、 $S_{\max}$  より大きい値に対して、システムは不安定になる傾向がある。これら重要な場合のシステムの特性を確認するために、 $S$  のいくつかの値が検討されている。

【0028】予歪プロセスは、表から読み取られたエラーにより入力サンプルを補正する。表のアドレスは前に示されたように決定される。

【0029】 $(\rho''_k, \theta''_k)$  が予歪装置の出力を示した場合、

\*る。

【0025】これらの値は、均一でないおよび均一な量子化の両方に有効であるため、 $I = I_k$  であることに留意されたい。後者の場合、 $\theta_{\max} = 0.5 I$  であり、それは最大の正確さに対して  $\rho = k I$ 、および最小の正確さに対して  $\rho = (k+1) I$  でなければならない。

【0026】図3を参照すると、エラーの部分が振幅  $\rho_k$  の所定の値に対して 2 つの隣接したセルにどのように影響するかが示されている。不正確さを最小にする 1 つの方法は、2 つの隣接したセルを更新するためにエラーを使用することである。エラーは、最も近いセルに大きく貢献するように加重される。

【0027】

【数5】

【数7】

$$\rho''_k = \rho_k + f[\epsilon_\rho(k), \rho_k]$$
(16)

$$\theta''_k = \theta_k + f[\epsilon_\theta(k), \rho_k]$$

が得られる。ここで  $f(\cdot)$  は、量子化による不正確さを減少するためにエラーを変化する補間関数である。

【0030】平凡なケースは、エラー  $\epsilon(k)$  または  $\epsilon(k+1)$  を表から読み取り、入力サンプルにそれを加算することに対応する。しかしながら、良好なスペクトル純度に達するためには、直線補間を使用することが必要である。使用されたプロセッサの計算能力がそれを許容した場合、より複雑な補間方法が使用されることが可能である。座標変換プロセスは、式(3)によって表される。

それらは概念的に平凡なものであっても、正弦、余弦、逆正接等の超越関数、乗算および除算を含んでいるため、実際の構成において著しい計算時間（全体の約80%）を必要とする。

【0031】図2のブロック図を観察すると、3つの要求された変換（デカルト座標から極座標への入力の2つの変換および極座標からデカルト座標への出力の1つの変換）は、適用される場合の実際の明細に従う。

【0032】最適にされた方法は三角関数を計算するた

めに利用できる。これらのうちの1つは良く知られているCORDICであり、それはVLSI構造に適応させられる種々の演算動作および三角関数、特に平方根および逆正接を評価することである。

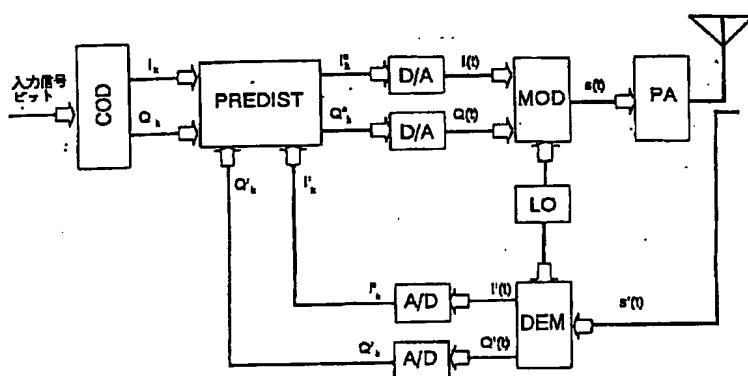
【図面の簡単な説明】

【図1】予歪システムを備えた無線送信機のブロック図。

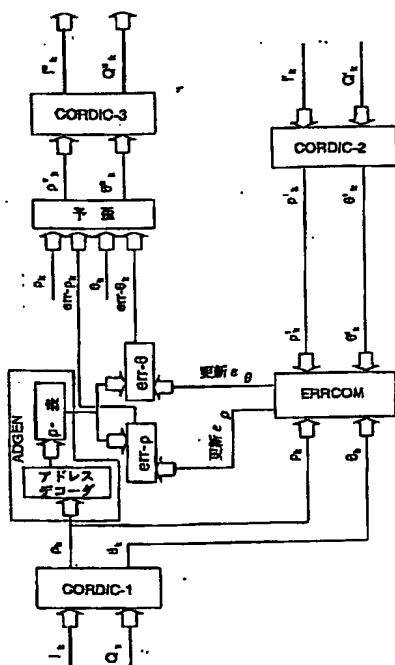
【図2】予歪システムのブロック図。

【図3】採用されたエラーの加重方法を示した概略図。

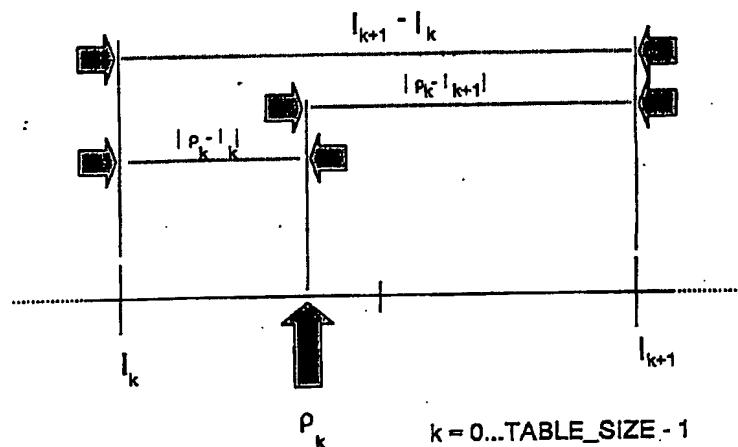
【図1】



【図2】



【図3】



---

フロントページの続き

(72)発明者 マルコ・スタンツァーニ  
イタリア国、20047 ブルゲーリオ（エム  
アイ）、ピア・エス・マウリツィオ・ア  
ル・ランブロ 4